マイクロパワー DC-DCコンバータ

ADP1173

特長

2.0 V～30 Vの入力電圧で動作
わずか110 μAの供給電流（標準）
ステップ・アップまたはステップ・ダウンの動作
外付け部品はほとんど不要
オンチップの低バッテリ検出器
ユーザー調節可能な電流制限
内部1 A電源スイッチ
固定または調整可能な出力電圧バージョン
8ピンDIPまたはSO-8パッケージ

アプリケーション

ノートブック、パームトップコンピュータ
携帯電話
フラッシュ・メモリーV_{PP}ジェネレータ
3 Vから5 V、5 Vから12 Vコンバータ
9 Vから5 V、12 Vから5 Vコンバータ
ポータブル機器
LCDバイアス発生器

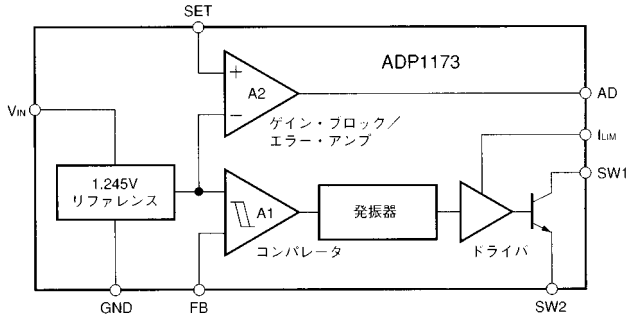
概要

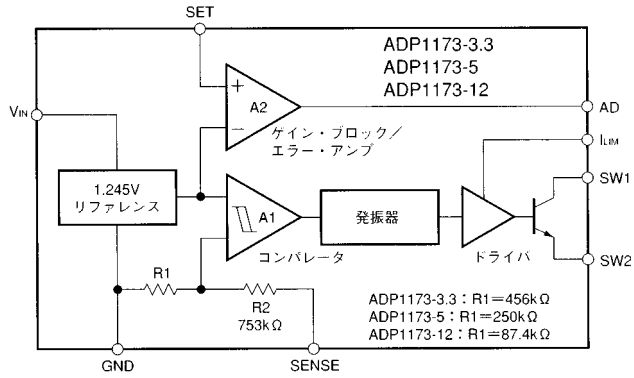
ADP1173はステップ・アップ／ステップ・ダウンのスイッチングレギュレータのファミリの1つで、ステップ・アップ・モードではわずか2 Vから12 V、ステップ・ダウン・モードでは30 Vまでの入力電源電圧で動作します。

ADP1173はスタンバイ・モードでわずか110 μAしか消費しませんから、低い静止電流が必要なアプリケーションにはうってつけです。補助ゲイン・アンプは低バッテリ検出器やリニアレギュレータ（アンダー電圧ロックアウト）、またはエラー・アンプとして使用できます。

ADP1173はステップ・アップの構成で3 V入力から5 Vで80 mA、ステップ・ダウンの構成で12 V入力から5 Vで100 mAを供給可能です。2 V未満の入力電圧の場合はADP1073を使用してください。

機能ブロック図





アナログ・デバイセズ社が提供する情報は正確で信頼できるものを期していますが、当社はその情報の利用、また利用したことにより引き起こされる第3者の特許または権利の侵害に関して一切の責任を負いません。さらにアナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を許諾するものでもありません。

REV.0

アナログ・デバイセズ株式会社

本　　社／東京都港区海岸１－１６－１　電話03（5402）8200　〒105－6891
ニューピア竹芝サウスタワービル
大阪営業所／大阪市淀川区宮原３－５－３６　電話06（6350）6868㈹　〒532－0003
新大阪第２森ビル

ADP1173—仕様

(特に指定のない限り、T_A＝0℃～＋70℃、V_{IN}＝3 V)

型式	シンボル	条件	最小	標準	最大	単位
静止電流	I_Q	スイッチ・オフ		110	150	μA
静止電流、 ブースト・モード構成	I_Q	無負荷、T_A＝＋25℃ ADP1173-3.3 ADP1173-5 ADP1173-12		 135 135 250		 μA μA μA
入力電圧	V_{IN}	ステップ・アップ・モード ステップ・ダウン・モード	2.0		12.6 30	V V
コンパレータ・トリップ・ポイント電圧		ADP1173[1]	1.20	1.245	1.30	V
出力感知電圧	V_{OUT}	ADP1173-3.3[2] ADP1173-5[2] ADP1173-12[2]	3.14 4.75 11.4	3.30 5.00 12.0	3.46 5.25 12.6	V V V
コンパレータ・ヒステリシス		ADP1173		5	12	mV
出力ヒステリシス		ADP1173-3.3 ADP1173-5 ADP1173-12		13 20 50	35 55 100	mV mV mV
発振器周波数	f_{OSC}		16	24	32	kHz
デューティサイクル		全負荷	43	55	63	%
電源投入時間	t_{ON}	I_{LIM}はV_{IN}に接続	15	23	32	μs
フィードバック・ピン・バイアス電流		ADP1173、V_{FB}＝0 V		60	290	nA
設定ピン・バイアス電流		V_{SET}＝V_{REF}		70	150	nA
ゲイン・ブロック出力ロー	V_{OL}	I_{SINK}＝100 μA、V_{SET}＝1.00 V		0.15	0.4	V
リファレンスライン・レギュレーション		2.0 V≤V_{IN}≤5 V 5 V≤V_{IN}≤30 V		0.2 0.02	0.4 0.075	%/V %/V
SW_{SAT}電圧、 ステップ・アップ・モード	V_{SAT}	V_{IN}＝3.0 V、I_{SW}＝650 mA V_{IN}＝5.0 V、I_{SW}＝1 A、 T_A＝＋25℃ V_{IN}＝5.0 V、I_{SW}＝1 A		0.5 0.8	0.85 1.0 1.4	V V V
SW_{SAT}電圧、 ステップ・ダウン・モード	V_{SAT}	V_{IN}＝12 V、T_A＝＋25℃ I_{SW}＝650 mA V_{IN}＝12 V、I_{SW}＝650 mA		 1.1	 1.5 1.7	 V V
ゲイン・ブロック・ゲイン	A_V	R_L＝100kΩ[3]	400	1000		V/V
電流制限		I_{LIM}からV_{IN}まで220Ω T_A＝＋25℃		400		mA
電流制限温度係数				－0.3		%/℃
スイッチ・オフ漏電流		SW1ピンで測定、T_A＝＋25℃		1	10	μA
最大偏位（GNDより下）	V_{SW2}	I_{SW1}≦10 μA、スイッチ・オフ T_A＝＋25℃		－400	－350	mV

注

[1] 本仕様はコンパレータの高低の両トリップ・ポイントが1.20 V～1.30 Vの範囲になることを保証します。

[2] この出力電圧の波形はコンパレータのヒステリシスのため鋸刃の形状を示します。固定出力バージョンの出力電圧は指定範囲内となります。

[3] 5 V源とAOピンの間に接続される100 kΩの抵抗

仕様は予告なしに変更される場合があります。

絶対最大定格*

電源電圧 (V_{IN}) …… 36 V
SW1ピン電圧 (V_{SW1}) …… 50 V
SW2ピン電圧 (V_{SW2}) …… −0.5 V ～ V_{IN}
フィードバック・ピン電圧 (ADP1173) …… 5 V
感知ピン電圧 (ADP1173、−3.3、−5、−12) …… 36 V
最大電力消費 …… 500 mW
最大スイッチ電流 …… 1.5 A
動作温度範囲 …… 0℃ ～ +70℃
保管温度範囲 …… −65℃ ～ 150℃
リード線温度 (はんだ付け、10秒間) …… +300℃

* 絶対最大定格の項にある値を超えたストレスを与えると、装置に致命的な損傷を与える場合があります。ここにあるのはストレス定格値のみであって、これらの条件あるいは仕様書の操作編にない条件で装置が機能するという意味ではありません。絶対最大定格の条件であっても、長時間その状態が続くと装置の信頼性に影響を与える場合があります。

オーダー・ガイド

型式	出力電圧	パッケージ・オプション*
ADP1173AN	ADJ	N-8
ADP1173AR	ADJ	SO-8
ADP1173AN-3.3	3.3 V	N-8
ADP1173AR-3.3	3.3 V	SO-8
ADP1173AN-5	5 V	N-8
ADP1173AR-5	5 V	SO-8
ADP1173AN-12	12 V	N-8
ADP1173AR-12	12 V	SO-8

*N=プラスチックDIP、SO=Small Outline Package

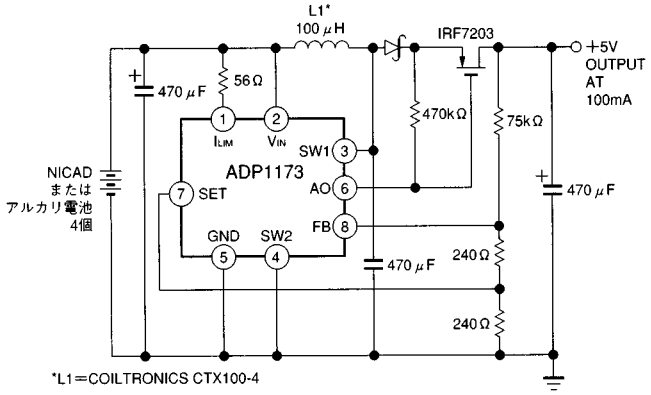
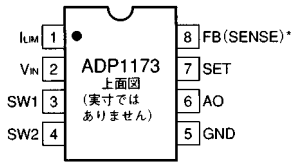


図1. ステップ・アップまたはステップ・ダウン・コンバータ

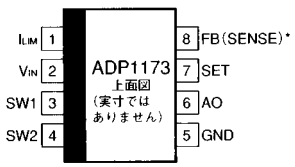
ピン構成

N-8
8リード線プラスチックDIP



*固定バージョン

SO-8
8リード線プラスチックSO



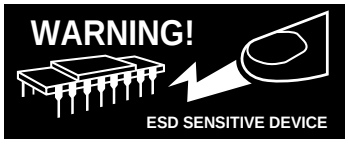
*固定バージョン

ピンの機能説明

ニーモニック	機能
I_{LIM}	通常の条件ではこのピンはV_{IN}に接続します。さらに低い電流が必要な場合はI_{LIM}とV_{IN}の間に抵抗を入れます。スイッチ電流を400 mAに制限するには220Ωの抵抗を接続します。
V_{IN}	入力電圧
SW1	パワートランジスタのコレクタ・ノード。ステップ・ダウン構成の場合はV_{IN}に接続。ステップ・アップ構成の場合はインダクタ／ダイオードに接続。
SW2	パワートランジスタのエミッタ・ノード。ステップ・ダウン構成の場合はインダクタ／ダイオードに接続。ステップ・アップ構成の場合はアースに接続。このピンはアースより下でダイオードのドロップを超えないようにしてください。
GND	アース
AO	補助ゲイン (GB) 出力。オープンコレクタは100 μAをシンクできます。
SET	ゲイン・アンプ入力。アンプにはSETピンに接続した正入力、および1.245 Vリファレンスに接続した負入力があります。
FB/SENSE	ADP1173 (調整式) バージョンではこのピンはコンパレータの入力に接続します。ADP1173-3.3、ADP1173-5、ADP1173-12では出力電圧を設定する内部アプリケーション抵抗に直接つなぎます。

注意

ESD (静電放電) の影響を受けやすいデバイスです。4000 Vもの高圧の静電気が人体やテスト装置に容易に帯電し、検知されることなく放電されることもあります。このADP1173には当社独自のESD保護回路を備えていますが、高エネルギーの静電放電にさらされたデバイスには回復不能な損傷が残ることもあります。したがって、性能低下や機能喪失を避けるために、適切なESD予防措置をとるようお奨めします。



ADP1173―代表的な性能特性

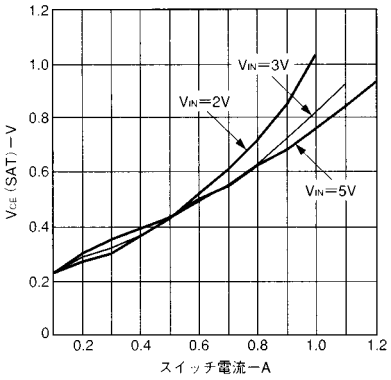


図2.　飽和電圧とスイッチ電流（ステップ・アップ・モード）

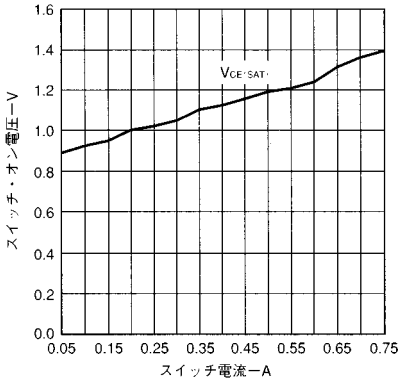


図3.　スイッチオン電圧とスイッチ電流（ステップ・ダウン・モード）

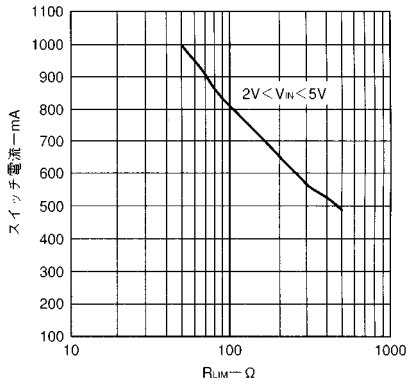


図4.　最大スイッチ電流とR_{LIM}（ステップ・アップ・モード）

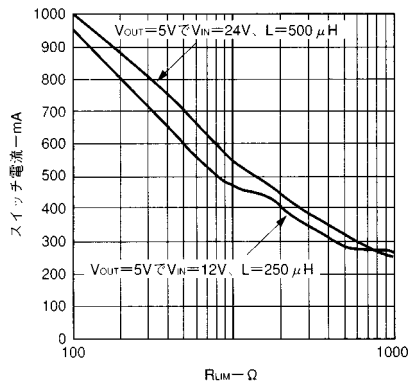


図5.　最大スイッチ電流とR_{LIM}（ステップ・ダウン・モード）

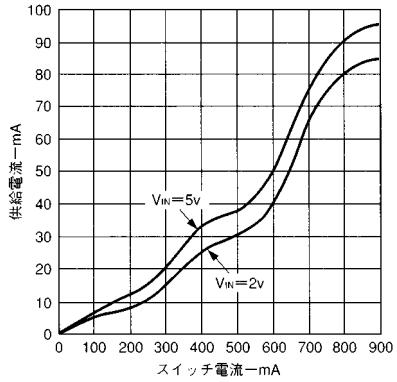


図6.　供給電流とスイッチ電流

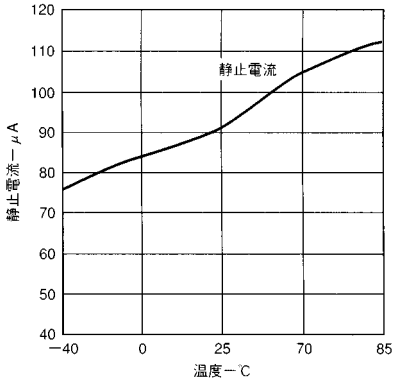


図7.　静止電流と温度

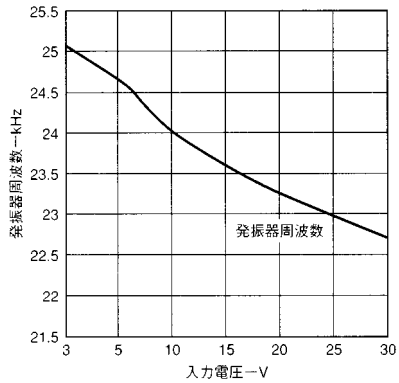


図8.　発振器周波数と入力電圧

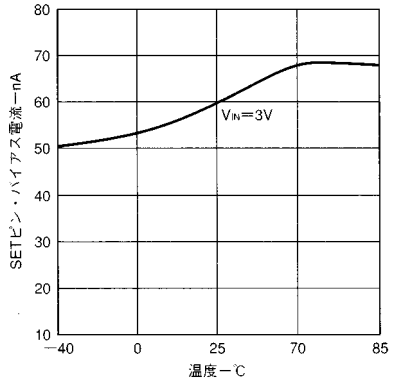


図9.　SETピン・バイアス電流と温度

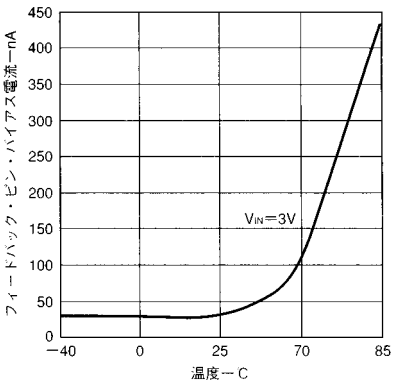


図10.　フィードバック・ピン・バイアス電流と温度

アプリケーション

動作原理

ADP1173は柔軟性のある、低電力のスイッチ・モード・パワー・サプライ（SMPS）コントローラです。調整された出力電圧は入力電圧より高くすることも（ブーストまたはステップ・アップ・モード）、あるいは入力より低くすることも（buckまたはステップ・ダウン・モード）できます。本装置はゲートされた発振器技術を使って、低い静止電流で超高性能を実現しています。

ADP1173の機能ブロック図が最初のページにあります。内部の1.245 Vリファレンスはコンパレータの入力の1つに接続し、他の入力は調整された出力につながっているフィードバック・ネットワークに外部的に（FBピンを経由して）接続されています。FBピンの電圧が1.245 V以下に落ちると、24 kHzの発振器がオンになります。ドライバ・アンプが内部パワースイッチに対してベース・ドライブをおこない、スイッチング動作によって出力電圧を上げます。FBピンの電圧が1.245 Vを超えると発振器は停止します。発振器が停止している間、ADP1173の静止電流はわずか110 μAです。コンパレータにはわずかにヒステリシスがあって、これによって周波数補正のための外付け部品を使用することなくループの安定性が確保されます。

内部パワースイッチの最大電流はV_{IN}とI_{LIM}ピンの間に抵抗を入れることで設定できます。最大電流を超えるとスイッチはオフになります。電流の制限回路には約2 μsの遅延時間があります。外部抵抗を使用しない場合はI_{LIM}とV_{IN}に接続してください。I_{LIM}に関する詳細は本データシートの“スイッチ電流の制限”の章にあります。

ADP1173の内部発振器によってオン時間は23 μs、オフ時間は19 μsになり、これはV_{IN}とV_{OUT}の比が約2のアプリケーション（たとえば＋3 Vを＋5 Vに変換するような）にはうってつけです。しかしもっと広い範囲の変換（たとえば＋5 Vの入力で＋12 Vを生成するような）も容易に実現できます。

ADP1173の中立のゲイン・ブロックは低バッテリ検出器として接続できます。ゲイン・ブロックの反転入力は1.245 Vリファレンスに内部的に接続されています。非反転入力はSETピンで有効です。V_{IN}とGNDの間にあり、その接合部がSETピンにつながった抵抗ディバイダにより、低バッテリの設定値を超えるとAOの出力がローになります。AOの出力はNPNトランジスタのオープンコレクタで100 μAをシンクできます。

ADP1173は内部パワースイッチのコレクタとエミッタは両方とも外部接続ができるので、ステップ・アップとステップ・ダウン・モードで動作することができます。ステップ・アップ・モードではエミッタ（ピンSW2）はGNDに接続され、コレクタ（ピンSW1）はインダクタを駆動します。ステップ・ダウン・モードではエミッタがインダクタを駆動し、コレクタはV_{IN}に接続します。

ADP1173の出力電圧は2個の外部抵抗で設定します。固定電圧モデルも3種類あります。ADP1173-3.3（＋3.3 V）、ADP1173-5（＋5 V）、ADP1173-12（＋12 V）です。固定電圧モデルはチップ上にレーザー・トリム処理された電圧設定用の抵抗があることを除けば、ADP1173と同じです。ADP1173の固定電圧モデルでは、単純にフィードバック・ピン（ピン8）を出力電圧に直接接続してください。

部品の選定

インダクタの選定に関する一般的な注意事項

ADP1173の内部パワースイッチがオンになると、電流がインダクタに流れ始めます。スイッチがオンの間エネルギーがインダクタのコアに蓄えられ、そこでスイッチがオフになるとこの蓄えられたエネルギーは負荷に転送されます。スイッチ・トランジスタのコレクタとエミッタの両方がADP1173上でアクセス可能なため、出力電圧は入力電圧に対して高くも低くも、または反対の極性にすることもできます。

ADP1173のインダクタを特定するには、適切なインダクタンス値や飽和電流、dc抵抗値を決めなければなりません。この処理は難しいものではなく、各回路の構成に対応する定式が本データ・シートに用意されています。しかし一般的には、インダクタンス値は（入力電圧とスイッチ・オン時間が最小のときは）エネルギーを必要量だけ蓄えられるように十分低くなければなりませんが、V_{IN}とスイッチ・オン時間が両方とも最大値のときはインダクタが飽和しないように十分高くなければなりません。またインダクタは飽和することなく負荷に供給するための十分なエネルギーも蓄えなければなりません。最後に、巻き線を加熱して余分な電力を消費しないようにインダクタのdc抵抗値は低くなければなりません。ADP1173のほとんどのアプリケーションでは、47 μH～470 μHのインダクタで300 mA～1 Aの飽和電流定格、また1Ω未満のdc抵抗値のものを使うのが適しています。これらの仕様に合致する小型のサーフェス・マウント・パッケージのフェライト・コアインダクタが利用可能です。

エレクトロ・マグネティック・インターフェレンス（電磁妨害雑音：EMI）を最小にするには、トロイドまたはポット・コア・タイプのインダクタをお薦めします。EMIが問題になっていない場合は安価なロッド・コアインダクタが代用できます。

インダクタの値の計算

インダクタの値を正しく選ぶには次のような単純な3段階の手順があります。

1. 動作パラメータの定義：最小の入力電圧、最大の入力電圧、出力電圧、出力電流
2. 正しい変換トポロジー（ステップ・アップ、ステップ・ダウン、反転）の選定
3. 次の項の式を使ってインダクタの値を計算します。

インダクタの選定－ステップ・アップ・コンバータ

ステップ・アップまたはブースト・コンバータ（図14）では、インダクタは入力電圧と出力電圧の差を形成するだけの十分な電力を蓄えなければなりません。蓄えられるべき電力は次の式で計算されます。

$$P_L = (V_{OUT} + V_D - V_{IN\,(MIN)}) \times (I_{OUT}) \quad (1)$$

ここで、V_Dはダイオードのフォワード電圧（1N5818ショットキーでは約0.5 V）です。エネルギーはADP1173のスイッチがオンの間インダクタに蓄えられるだけですから、各スイッチング・サイクルでインダクタに蓄えられるエネルギーはADP1173が出力電圧を調整できるように、次の式と等しいかそれ以上でなければなりません。

$$\frac{P_L}{f_{OSC}} \quad (2)$$

内部のパワースイッチがオンになると、インダクタの電流の流れは次の速度で増加します。

$$I_L(t) = \frac{V_{IN}}{R'}\left[1 - e^{\frac{-R't}{L}}\right] \quad (3)$$

ここで、Lの単位はヘンリー、R'はスイッチ等価抵抗値（通常＋25℃で0.8Ω）とインダクタのdc抵抗値の合計です。V_{IN}に比べてスイッチの前後の電圧降下が少ないほとんどのアプリケーションでは、次のより簡単な式を使います。

$$I_L(t) = \frac{V_{IN}}{L}t \quad (4)$$

上の式で“ t ”をADP1173のオン時間（通常23 μs）に置き換えると、与えられたインダクタの値と入力電圧に対するピーク電流が求められます。この場合、インダクタのエネルギーは次のように計算できます。

$$E_L = \frac{1}{2}L \cdot I^2_{PEAK} \quad (5)$$

前述のように、ADP1173が負荷に必要な電力を供給できるように、E_LはP_L/f_{OSC}よりも大きくなければなりません。もっとも効率よく行うにはピーク電流は1 Aかそれ以下に制限しなければなりません。スイッチ電流を大きくするとスイッチ内の飽和電圧が上昇するため効率は落ちます。ピーク電流を高くすると出力リプルも増えます。スイッチやインダクタ、ダイオードの損失を最小にするために、一般的にピーク電流はなるべく低くしておいてください。

実際、インダクタの値は上記の式を使うと簡単に決まります。3 V電源から50 mAで9 Vを生じる電源を考えてみましょう。必要なインダクタ電力は式1から、

$$P_L = (9\ V + 0.5\ V - 3\ V) \times (50\ mA) = 325\ mW$$

各スイッチング・サイクルにおいてインダクタが供給しなくてはならないのは、

$$\frac{P_L}{f_{OSC}} = \frac{325\ mW}{24\ kHz} = 13.5\mu J$$

必要なインダクタ電力はこの例ではかなり低いですからピーク電流も低くできます。はじめのピーク電流を500 mAと仮定すると、式4は再編成され次のインダクタの値を提示します。

$$L = \frac{V_{IN}}{I_{L\,(MAX)}}t = \frac{3\ V}{500\ mA}23\mu s = 138\mu H$$

標準インダクタの値100 μHを0.2Ωのdc抵抗値に置き換えて生じるピーク・スイッチ電流は、

$$I_{PEAK} = \frac{3\ V}{1.0\Omega}\left[1 - e^{\frac{-1.0\Omega \times 23\mu s}{100\mu H}}\right] = 616\ mA$$

ピーク電流が一旦求められるとインダクタのエネルギーは式5で計算できます。

$$E_L = \frac{1}{2}(100\mu H) \times (616\ mA)^2 = 19\mu J$$

インダクタのエネルギー19 μJはP_L/f_{OSC}の必要量13.5 μJより大きいですから、100 μHのインダクタはこのアプリケーションで動作します。他のインダクタの値を同じ式に置き換えると最適なインダクタの値が決まります。インダクタを選ぶときはピーク電流は最大スイッチ電流1.5 Aを超えてはなりません。上記の式でピーク電流が1.5 Aより大きくなった場合は、ADP1073の使用を考慮するべきです。このデバイスは72%のデューティサイクルですから、もっと大きなエネルギーが各サイクルにインダクタに蓄えられます。これによってさらに大きい出力電力が得られます。

ピーク電流は入力電圧の最小、最大両方の値で評価しなければなりません。V_{IN}が最小のときにスイッチ電流が大きい場合、V_{IN}の最大値において1.5 Aの制限を超える場合があります。この場合、ADP1173の電流制限機構によってスイッチ電流を制限できます。最大スイッチ電流を、V_{IN}の最小値を計算したI_{PEAK}値に制限するような抵抗を単純に選択してください（図4を使用）。こうすれば、V_{IN}の増大に対してI_{PEAK}は一定になりますので効率は上がります。詳細のデータは本データシートの“ スイッチ電流の制限 ”の項を参照してください。

スイッチ電流制限機構は出力がアースに短絡した場合は回路を保護しないことに注意してください。この場合、電流はインダクタのdc抵抗値およびダイオードのフォワード電圧によってのみ制限されます。

インダクタの選定－ステップ・ダウン・コンバータ

ステップ・ダウンモードの動作を図15に示します。ステップ・アップ・モードと違って、ステップ・ダウン・モードで動作するときはADP1173のパワースイッチは飽和しません。したがって、本モードではスイッチ電流は650 mAに制限されねばなりません。入力電圧が広範囲にわたって変化する場合は、I_{LIM}ピンを使って最大スイッチ電流を制限します。もっと大きい出力電流が必要な場合は、ADP1111が考えられます。

ステップ・ダウンインダクタを選ぶにあたってまず最初に、ピークのスイッチ電流を次のように計算します。

$$I_{PEAK} = \frac{2I_{OUT}}{DC}\left[\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SW} - V_D}\right] \quad (6)$$

ここで、DC＝デューティサイクル（ADP1173では0.55）

V_{SW}＝スイッチの前後の電圧降下

V_D＝ダイオード降下（1N5818では0.5 V）

I_{OUT}＝出力電流

V_{OUT}＝出力電圧

V_{IN}＝最小入力電圧

以前にも述べたように、スイッチ電圧はステップ・アップ・モードの場合よりもステップ・ダウン・モードのほうが高くなっています。V_{SW}はスイッチ電流の関数ですから、V_{IN}、L、時間、V_{OUT}の関数です。ほとんどのアプリケーションではV_{SW}の値は1.5 Vを推奨します。

ここでインダクタの値は次のように計算されます。

$$L = \frac{V_{IN\,(MIN)} - V_{SW} - V_{OUT}}{I_{PEAK}} \times t_{ON} \quad (7)$$

ここで、t_{ON}＝スイッチ・オン時間（23 μs）

入力電圧が変わる場合は(たとえば12 Vから24 Vの電源で動作する必要のあるアプリケーションのような場合)、R_{LIM}抵抗は図5で求められます。R_{LIM}抵抗は入力電圧が上がるときにスイッチ電流を一定に保ちます。ステップ・アップおよびステップ・ダウン・モードの動作に対して別々のR_{LIM}値があることに注意してください。

たとえば+12 Vから+24 Vの電源から300 mAで+5 Vが必要な場合を想定してみましょう。式6から得られるピーク電流は、

$$I_{PEAK}=\frac{2\times 300\ mA}{0.55}\left[\frac{5+0.5}{12-1.5+0.5}\right]=545\ mA$$

ここで式7にピーク電流を当てはめるとインダクタの計算結果は、

$$L=\frac{12-1.5-5}{545\ mA}\times 23\mu s=232\mu H$$

232 μHは標準値ではありませんから、次に低い標準値の220 μHが決まります。

入力電圧が+24 Vのときに最大スイッチ電流を超えないようにするために、R_{LIM}抵抗を指定します。図5のステップ・ダウン・カーブを使うと、180Ωによってスイッチ電流は600 mAに制限されます。

インダクタの選定－正から負へのコンバータ

ADP1173を使った正から負へのコンバータの構成を図17に示します。ステップ・アップ・コンバータと同様に、反転回路に使う出力電力はすべてインダクタで供給しなければなりません。必要となるインダクタの電力は次の式で求められます。

$$P_L=(|V_{OUT}|+V_D)\times(I_{OUT}) \quad (8)$$

ADP1173のパワースイッチは正から負へのモードでは飽和しません。スイッチの前後の電圧降下は0.65Ωの抵抗と直列につながった0.75 Vのベース・エミッタ・ダイオードとしてモデル化できます。スイッチがオンするとインダクタの電流は次のような式で決まる速度で上昇します。

$$I_L(t)=\frac{V_L}{R'}\left[1-e^{\frac{-R't}{L}}\right] \quad (9)$$

ここで、R'=0.65Ω+$R_{L\ (DC)}$

$V_L=V_{IN}-0.75\ V$

たとえば+4.5 V～+5.5 Vの電源から50 mAで−5 Vが生成される場合を想定してみましょう。インダクタ内の電力は式8で求められます。

$$P_L=(|-5\ V|+0.5\ V)\times(50\ mA)=275\ mW$$

各スイッチング・サイクルの間、インダクタは次のエネルギーを供給します。

$$\frac{P_L}{f_{OSC}}=\frac{275\ mW}{24\ kHz}=11.5\mu J$$

0.2Ωのdc抵抗を持つ220 μHの標準インダクタで発生するピーク・スイッチ電流は、

$$I_{PEAK}=\frac{4.5\ V-0.75\ V}{0.65\Omega+0.2\Omega}\left[1-e^{\frac{-0.85\Omega\times 23\mu s}{100\mu H}}\right]=375\ mA$$

ピーク電流が一旦求められるとインダクタのエネルギーは式5で計算できます。

$$E_L=\frac{1}{2}(200\mu H)\times(375mA)^2=15.5\mu J$$

インダクタのエネルギー15.5 μJはP_L/f_{OSC}の必要量11.5 μJより大きいですから、220 μHのインダクタはこのアプリケーションで動作します。

この例では、入力電圧は+4.5 V～+5.5 Vの間でのみ変化します。したがってピーク電流はR_{LIM}抵抗が必要なほどは変化せず、I_{LIM}ピンは直接V_{IN}に接続できます。ピーク電流は650 mAを超えないように注意してください。

コンデンサの選定

最高の性能を発揮するためには、ADP1173の出力コンデンサは慎重に選定しなければなりません。間違ったコンデンサを使うと効率が悪くなったり、出力リプルが高くなったりする場合があります。普通のアルミ電解コンデンサが安価ですが、等価シリーズ抵抗(ESR)や等価シリーズ・インダクタンス(ESL)が好ましくない場合が多くみられます。スイッチ・モード・コンバータを使うアプリケーション用に特別に設計されたESRが低いアルミ・コンデンサも利用可能で、多目的のものよりもこちらを選ぶほうが賢明です。価格は高いですが、タンタル・コンデンサを使うとさらによい結果が得られます。OS-CON★(Sanyo Corporation、San Diego、CA)を使うことによりESRは非常に低くなります。これらのデバイスはかなり小さく、テープ・アンド・リールの包装で入手可能で、ESRは非常に低くなっています。

コンデンサ選定が出力リプルに与える影響を図11、12、13に示します。これらの図はすべて同じADP1173コンバータの出力で、3種類の出力コンデンサで評価したものです。いずれの場合もピーク・スイッチ電流は500 mAで、コンデンサの容量は100 μFです。図11はPanasonicのHFシリーズ★ラジアルアルミ電解の場合です。スイッチがオフになると出力電圧は約90 mVはね上がり、それからインダクタがコンデンサに放電するのにつれて減衰します。電圧の上昇は約0.18ΩのESRであることを示しています。図12では、アルミ電解をSprague 593Dシリーズ★のタンタルデバイスに代替したものです。この場合、出力は約35 mVはね上がり、0.07ΩのESRであることを示しています。図13はOS-CON SAシリーズのコンデンサを同じ回路に使ったもので、ESRはわずかに0.02Ωです。

★商標はすべて各メーカに所有権があります。

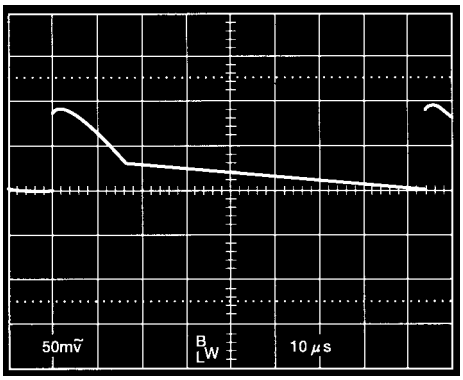


図11.　アルミ電解

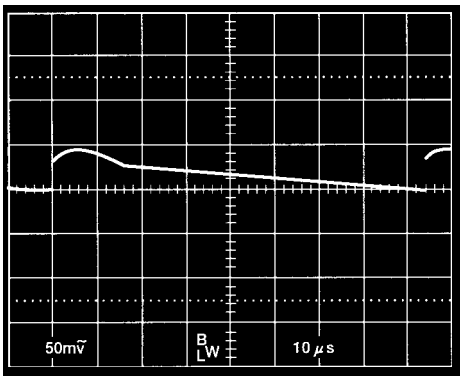


図12.　タンタル電解

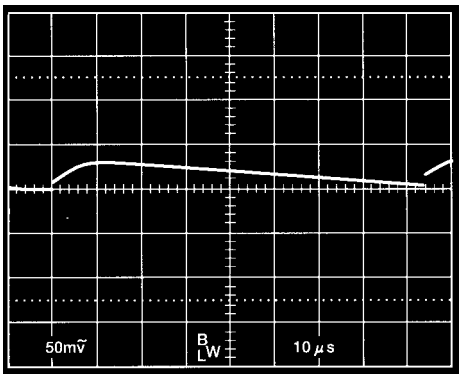


図13.　OS-CONコンデンサ

出力リプルが低くなければならない場合は、ADP3000を検討する必要があります。この装置は400 kHzでスイッチし、この高いスイッチング周波数によって出力フィルタの設計が容易になります。詳細はADP3000のデータ・シートを参照してください。

非常に電力の低いアプリケーションを解析するときは考えられるすべての電流経路を考慮しなければならず、これにはコンデンサの漏電流も含みます。OS-CONのコンデンサの漏電流は5μA～10μAですから、負荷もμAの範囲にある場合は効率は下がります。非常に電力の低いアプリケーションには通常漏電流が1μA～5μAのタンタルコンデンサを推奨します。

ダイオードの選定

ダイオードの指定の際に考慮しなければならないのは、速度とフォワード電圧降下、逆漏電流です。高効率を維持するためにはADP1173のスイッチがオフになったとき、すぐにダイオードはオンにならなければなりません。1N4148のような速い信号ダイオードと同様、ショットキーの整流器が使えます。ダイオードのフォワード電圧は負荷に供給されない電力を表しますから、V_Fも最小にしなければなりません。ショットキーダイオードを重ねて推奨します。漏洩電流があると全静止電流で無視できない割合を占めることになるような低電流アプリケーションでは、漏洩電流はとくに重要です。

ほとんどの回路では、1N5818はADP1173との絶好の組み合わせです。このダイオードのV_Fは1 Aで0.5 V、漏電流は4μA～10μA、オン／オフ時間も高速です。サーフェス・マウント・バージョンのMBRS130T3もあります。断続的に負荷がかかるというようにADP1173がほとんどの時間“オフ”になるようなアプリケーションでは、漏電が少ないシリコンダイオードを使えば全体として高い効率が得られます。たとえば1N4933は1Aの能力ですが、漏電流は1μA未満です。ADP1173が電力を供給するときに、1N4933の高いフォーワード電圧が効率を下げますが、低い漏電は効率の低下を上回ります。

100 mAかそれ以下のスイッチ電流に対しては、BAT85のようなショートキーダイオードを使うことによって100 mAで0.8 VのV_F、1μA未満の漏電流が実現します。同様のデバイスBAT54はSOT23パッケージで利用可能です。1N4148信号ダイオードを使えば1nA～5 nAのような低い漏電流も実現可能です。1N4001のような多目的の整流器はADP1173の回路には適しません。これらの整流器は電源オン時間が10μs以上で、スイッチング電源のアプリケーションには遅すぎます。このようなダイオードを使って“とりあえず始めてみる”としても、時間と努力を無駄にすることになります。ADP1173の回路が一見1N4001で機能するように思えても、結果としては正しいダイオードを使った場合のような性能はできません。

回路動作、ステップ・アップ（ブースト）・モード

ブースト・モードでは、ADP1173は入力電圧よりも高い出力電圧を生成します。たとえば＋5 Vのロジック電源から＋12 Vを生成することができたり、2個のアルカリ電池（＋3 V）から＋5 Vを生成することができます。

図16にADP1173をステップ・アップ動作用に構成したものを示します。内部パワースイッチのコレクタはインダクタの出力側に接続し、一方エミッタはGNDに接続します。スイッチがオンすると、ピンSW1はアースの方向に引っ張られます。この動作によってL1の前後の電圧は$V_{IN}-V_{CE(SAT)}$に等しくなり、電流はL1を通って流れ始めます。この電流は最終的に（二次効果を無視すると）次のようになります。

$$I_{PEAK} \cong \frac{V_{IN}-V_{CE(SAT)}}{L} \times 23\mu s$$

ここで、23μsはADP1173のスイッチの“オン”時間です。

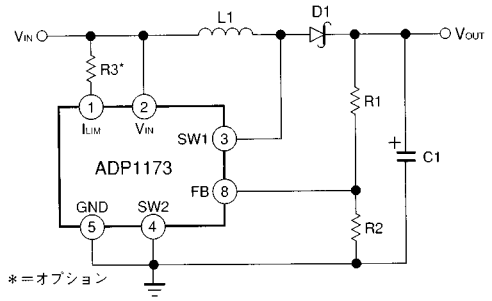


図14. ステップ・アップ・モードの動作

スイッチがオフになると磁場がなくなります。インダクタの前後の極性が変わり、電流はD1を通って負荷に流れ始め、出力電圧は入力電圧より高くなります。

出力電圧は抵抗R1とR2を経由してADP1173にフィードバックされます。ピンFBの電圧が1.245 V以下になると、SW1が再び“オン”になってサイクルが繰り返されます。したがって、出力電圧は次の式で求められます。

$$V_{OUT}=1.245\ V\times\left[1+\frac{R1}{R2}\right]$$

図14の回路はインダクタとD1を経由してV_{IN}からV_{OUT}までの直流の経路を示しています。したがって、ブースト・コンバータは出力がアースに短絡されると保護されません。

回路動作、ステップ・ダウン（Buck）・モード

ADP1173のステップ・ダウン・モードは、入力電圧よりも低い出力電圧を生成するために使用されます。たとえば、4個のNiCd電池（＋4.8 V）の出力は＋3.3 Vのロジック電源に変換されます。

ADP1173のステップ・ダウン・モード動作の代表的な構成を図15に示します。この場合、内部パワースイッチのコレクタはV_{IN}に接続し、エミッタがインダクタを駆動します。スイッチがオンになるとSW2はV_{IN}の方向に持ち上げられます。これによってL1の前後の電圧は（$V_{IN}-V_{CE}$）$-V_{OUT}$に等しくなり、電流はL1に流れます。この電流は最終的に次のようになります。

$$I_{PEAK}\cong\frac{V_{IN}-V_{CE}-V_{OUT}}{L}\times 23\mu s$$

ここで、23 μsはADP1173のスイッチの“オン”時間です。

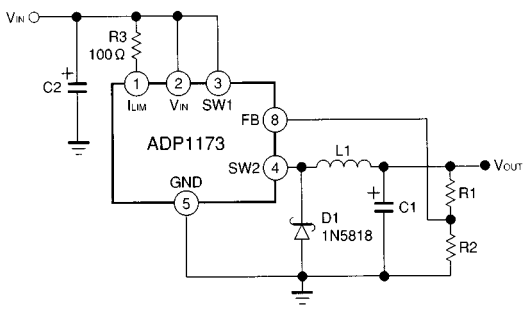


図15. ステップ・ダウン・モードの動作

スイッチがオフになると磁場は消滅します。インダクタの前後の極性が変わり、インダクタのスイッチ側はアースより下になります。そこでショットキーダイオードD1はオンになり、電流は負荷の方向に流れます。ADP1173のSW2ピンに対する絶対最大定格はアース電位の下、0.5 Vであることに注意してください。この制限を超えないようにするためには、D1はショットキーダイオードでなければなりません。このアプリケーションでシリコン・ダイオードを使うと0.5 Vより高いフォワード電圧が生じ、ADP1173を破壊するおそれのある電力消費が内部に発生します。

ステップダウン・レギュレータの出力電圧は抵抗R1とR2を経由してADP1173のFBピンにフィードバックされます。ピンFBの電圧が1.245 V以下になると内部パワースイッチが再び“オン”になり、サイクルが繰り返されます。出力電圧は次の式で求められます。

$$V_{OUT}=1.245\ V\times\left[1+\frac{R1}{R2}\right]$$

ADP1173をステップ・ダウン・モードで動作するときはスイッチがオフの間、内部パワースイッチのエミッタ・ベース接合部に出力電圧がかかります。スイッチを保護するには出力電圧は6.2 Vかそれ以下に制限しなければなりません。高い出力電圧が必要な場合は、図16にあるようにショットキーダイオードをSW2と直列に置きます。

ステップ・ダウン・コンバータで高い出力電流が必要な場合は、ADP1111かADP3000が考えられます。これらのデバイスは高周波用ですから、インダクタのサイズを小さくし、外部のパス・トランジスタを追加してスイッチのR_{ON}を減らせます。

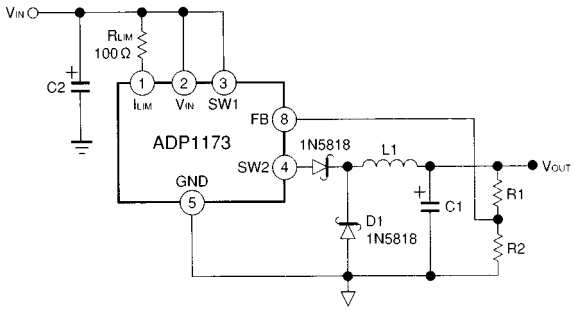


図16. ステップ・ダウン・モード、V_{OUT}＞6.2 V

ADP1173にかかる入力電圧が広範囲に変る場合は、ピン1に限流抵抗器が必要です。もし特殊な回路で、最小の入力電圧で高いピークインダクタ電流が必要な場合は、電源電圧が最大のときにはピーク電流がスイッチの最大定格を超えたり、インダクタを飽和してしまうかもしれません。個々に好ましいと思われるものの推奨に関しては本データシートの“スイッチ電流の制限”の項を参照してください。

正から負への変換

図17に示すように、ADP1173は正の入力電圧を負の出力電圧に変換できます。この回路はインダクタの“出力”側が電源アースに接続されている以外は、本質的に図15のステップ・ダウン・アプリケーションと同じです。ADP1173の内部パワースイッチがオフになると、インダクタに流れている電流によって出力（$-V_{OUT}$）は負電位になります。ADP1173はFBピンがGNDピンより上で1.245 Vにな

るまでスイッチをオンにし続けますから、出力電圧は次の式で求められます。

$$-V_{OUT}=1.245\ V\times\left[1+\frac{R1}{R2}\right]$$

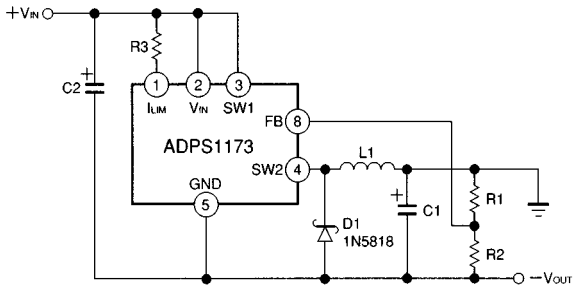


図17. 正から負へのコンバータ

ステップ・ダウン・アプリケーションの設計規準は正から負へのコンバータにも適用されます。出力電圧はダイオードがSW2ピンに直列に挿入されていない限り、|6.2 V|に制限されます(図16参照)。また、ADP1173で過度の電力消費を防ぐためには、D1もショットキーダイオードでなければなりません。

負から正への変換

図18の回路は負の入力電圧を正の出力電圧に変換します。この回路構成による動作は、フォードバック抵抗R1を流れる電流がPNPトランジスタによってアースの下にレベル・シフトされることを除けば、図14にあるステップ・アップ・トポロジーと似ています。R1前後の電圧は($V_{OUT}-V_{BEQ1}$)です。しかしダイオードD2はQ1のベースをアースの下へ約0.6 Vレベル・シフトしますから、Q1のV_{BE}は無効になります。またD2の追加は、さもなければQ1からの−2 mV/°CV_{BE}で大きく影響される出力電圧の温度に対する敏感さを感じる効果を持ちます。この回路の出力電圧は次の式で求められます。

$$V_{OUT}=1.245\ V\times\left[\frac{R1}{R2}\right]$$

正のステップ・アップ・コンバータと違って、負から正へのコンバータの出力電圧は入力電圧に対して高くも低くもできます。

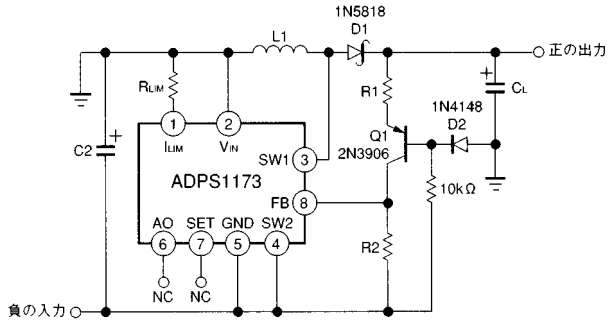


図18. 負から正へのコンバータ

スイッチ電流の制限

ADP1173のR_{LIM}ピンに抵抗を1個つないでスイッチ電流を制限することができます。この電流制限動作はパルスごとに発生します。この機構によって、入力電圧はインダクタを飽和させることなく、また最大スイッチ定格を超えることなく、広範囲にわたって変化することができます。たとえば、特殊な設計で2.0 Vの入力で800 mAのピーク・スイッチ電流にしたとします。しかしV_{IN}が4 Vに上がると、スイッチ電流は1.6 Aを超えます。ADP1173を使ってスイッチ電流を1.5 Aに制限してスイッチを保護することはできますが、出力リプルは増加します。正しい抵抗器を選択することによって、V_{IN}が増加してもスイッチ電流を800 mAに制限することができます。R_{LIM}と最大スイッチ電流の関係は図4と図5に示します。

このI_{LIM}機構はADP1173が連続通電モードになるときにインダクタ電流を制御するのにも有効です。これはステップ・アップ・モードで次の条件に合致するときに発生します。

$$\frac{V_{OUT}+V_{DIODE}}{V_{IN}-V_{SW}}<\frac{1}{1-DC}$$

ここで、DCはADP1173のデューティサイクルです。この関係が存在すると、インダクタ電流はスイッチがオフの間にゼロまで下がりきりません。次のサイクルでスイッチがオンになると、インダクタ電流はその残留レベルを起点として上昇を始めます。スイッチ・オン時間が一定の場合は、インダクタ電流は高レベルまで増加します(図19参照)。これによって出力リプルが増加し、大容量のインダクタやコンデンサが必要になります。I_{LIM}抵抗を使ってスイッチ電流を制御することによって、出力リプル電流は設計値に維持できます。図20はI_{LIM}回路の動作を表しています。

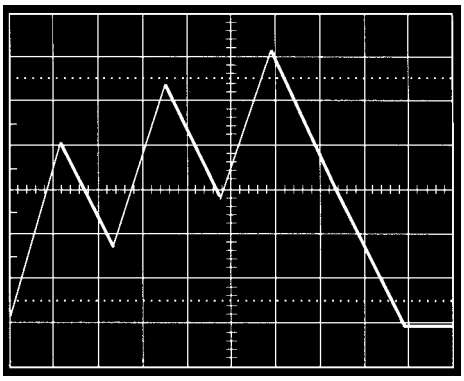


図19. (I_{LIM}動作、R_{LIM}=0Ω)

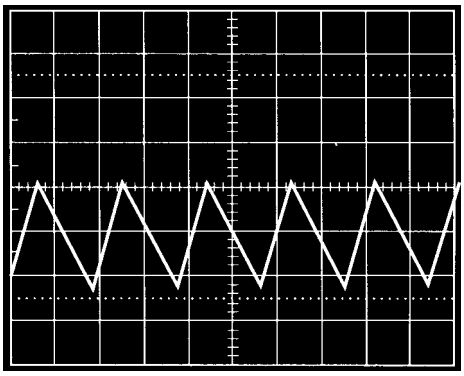


図20. (I_{LIM}動作、R_{LIM}=240Ω)

I_{LIM}回路の内部構造を図21に示します。Q1はADP1173の内部パワースイッチで、感知トランジスタQ2と並列に置きます。Q1とQ2のサイズの比率はIQ2がIQ1の0.5%になるように決めます。電流は80Ωの内部抵抗とR_{LIM}抵抗を通ってQ2に流れます。この2個の抵抗は発振器を無効にするトランジスタQ3のベース・エミッタの結合部と並列になります。R1とR_{LIM}の端間電圧が0.6 Vを超えるとQ3がオンし、出力パルスが停止します。80Ωの内部抵抗だけを使うと(つまりI_{LIM}ピンを直接V_{IN}に接続する)、スイッチ電流の最大は1.5 Aとなります。図4と5に低い電流制限値に対するR_{LIM}値を示します。

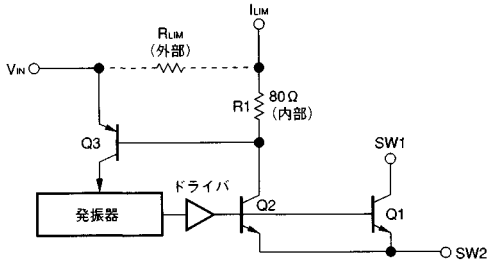


図21. 限流動作

限流回路でのディレイ時間は約2μsです。スイッチ・オン時間が4μs未満になった場合は、電流のトリップ・ポイントの精度は低下します。スイッチ・オン時間を2μsかそれ以下にプログラムしようとすると、スイッチがオン時間にスプリアス応答が発生します。しかし、それでもADP1173は正しく調整された出力電圧を供給します。

ゲイン・ブロックのプログラミング

ADP1173のゲイン・ブロックは、低バッテリ検出器やエラー・アンプ、線形ポストレギュレータとして使用できます。ゲイン・ブロックはPNP入力、およびオープン・コレクタNPNの出力を持つオペアンプで構成されています。反転入力は内部的にADP1173の1.245 Vリファレンスに接続されますが、非反転入力はSETピンで有効です。NPN出力トランジスタは約100μAをシンクします。

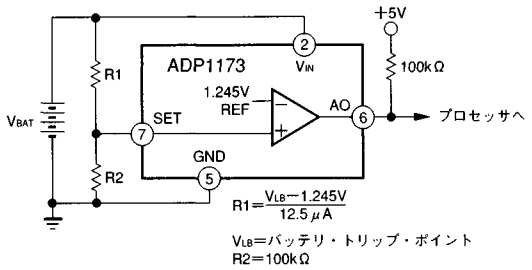


図22. 低バッテリ検出器のトリップ・ポイントの設定

図22に低バッテリモニターとして用いるゲイン・ブロックを示します。抵抗R1とR2は静止電流を減らすために高い値に設定しますが、SET入力内のバイアス電流が大きなエラーを発生させないようあまり高くしません。R2は100 kΩ程度が適切です。R1の値は次の式で求められます。

$$R1 = \frac{V_{LOBATT} - 1.245\ V}{\frac{1.245V}{R2}}$$

ここで、V_{LOBATT}は希望の低バッテリのトリップ・ポイントです。ゲイン・ブロックの出力はオープン・コレクタNPNですから、プル・アップ抵抗は正の論理電源に接続しなければなりません。

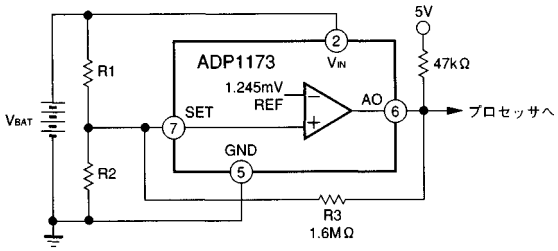


図23. 低バッテリ検出器にヒステリシスを追加

ADP1173—代表的な回路アプリケーション

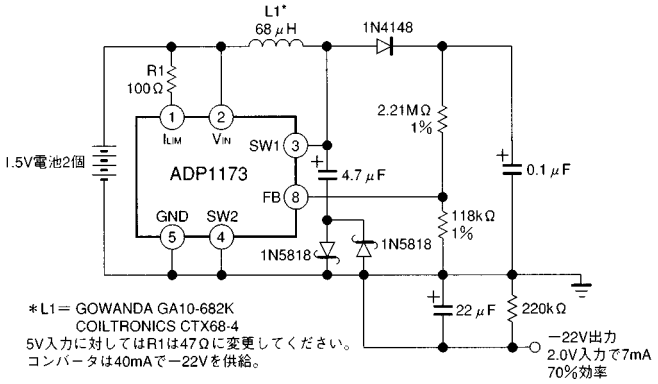


図24.　3 V−22 VのLCDバイアス発生器

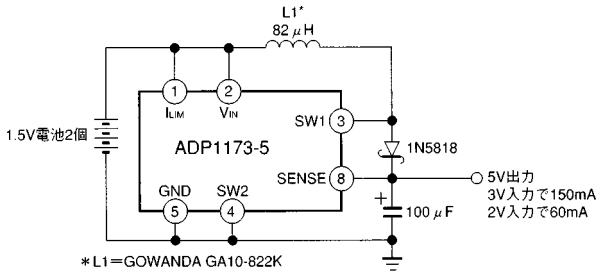


図25.　3 Vから5 Vへのステップ・アップ・コンバータ

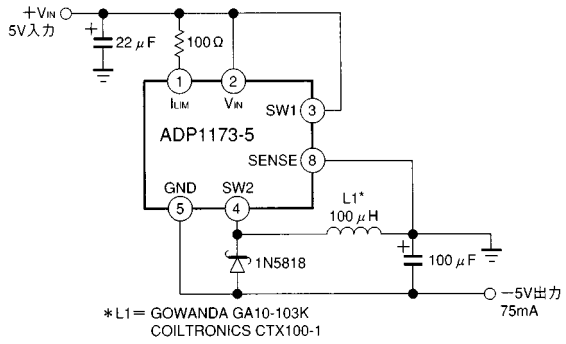


図26.　+5 Vから−5 Vへのコンバータ

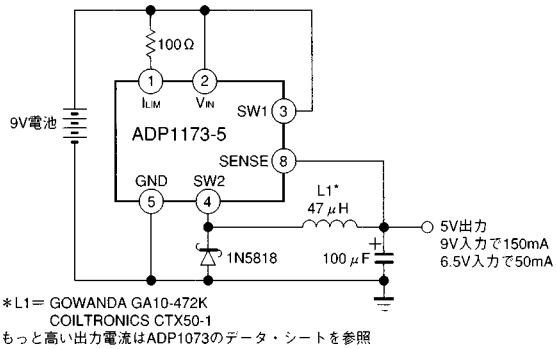


図27.　9 Vから5 Vへのコンバータ

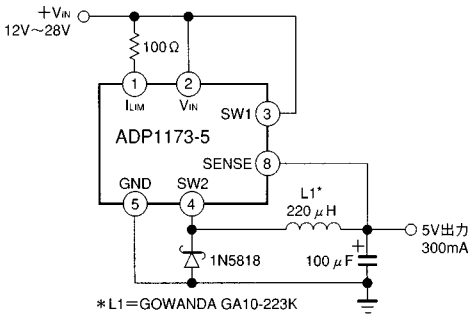


図28.　+20 Vから5 Vへのステップ・ダウン・コンバータ

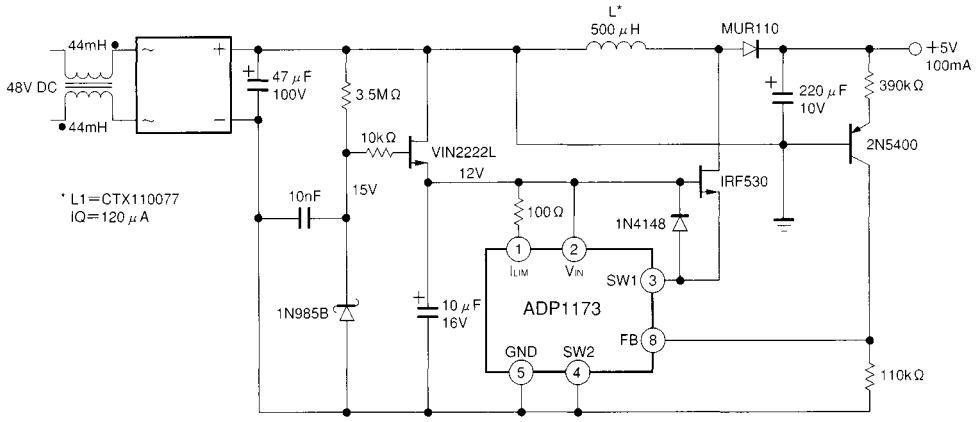


図29.　電話通信の電源

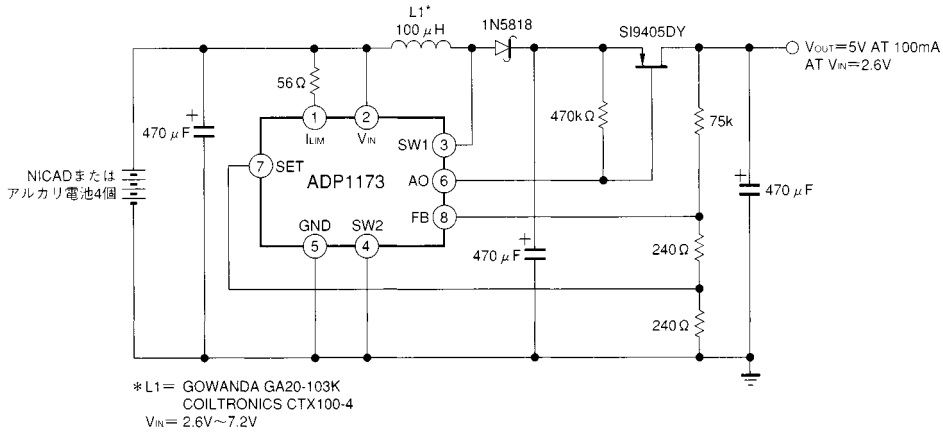


図30.　5 Vから5 Vへのステップ・アップまたはステップ・ダウン・コンバータ

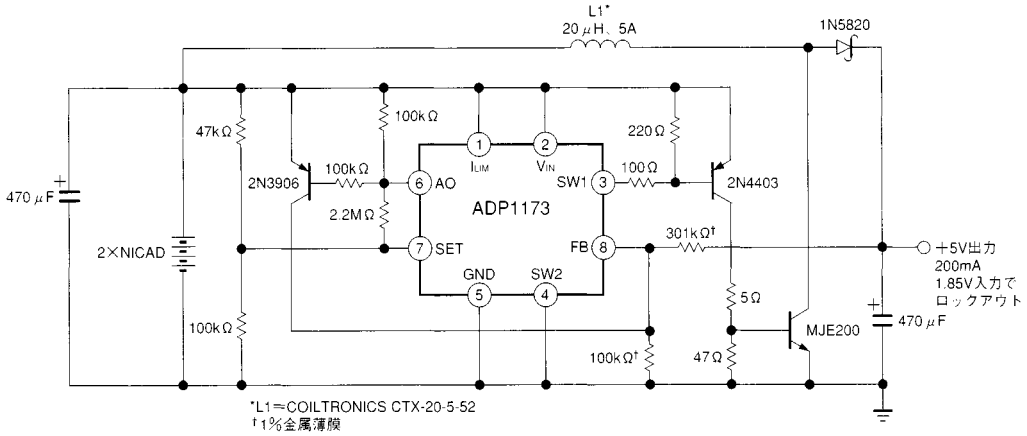


図31.　2 Vから200 mA、5 Vへのステップ・アップ・コンバータ（不足電圧ロックアウト）

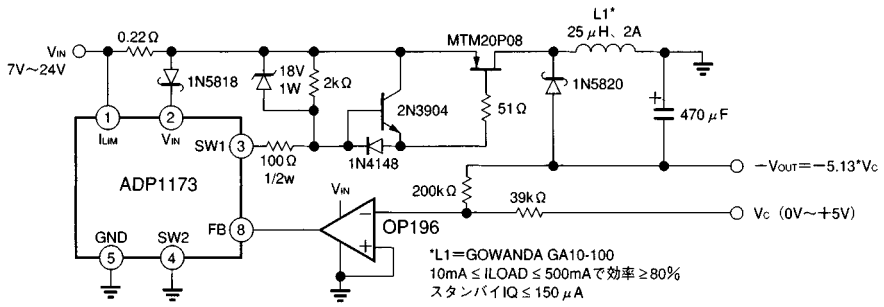


図32.　電圧制御の正から負へのコンバータ

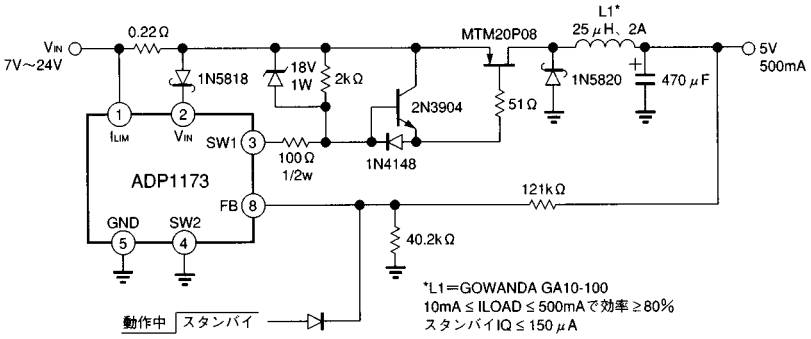
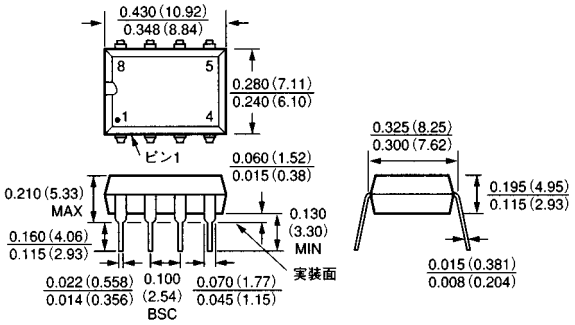


図33.　大電流、低静止電流のステップ・ダウン・コンバータ

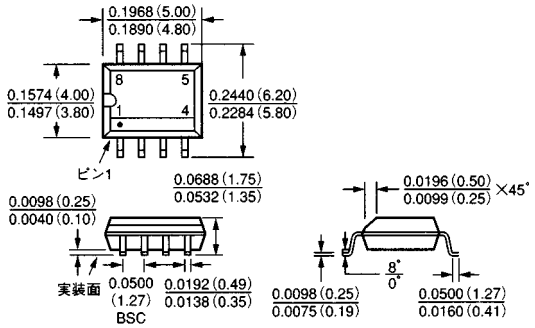
外形寸法

サイズはインチと（mm）で示します。

8リード線プラスチックDIP
（N-8）



8リード線スモール・アウトライン・パッケージ
（SO-8）



D1141-2.7-10/97.1A

PRINTED IN JAPAN